

## MEDICIÓN DE LA RESPUESTA DINÁMICA EN FRECUENCIA SOBRE CONVERTIDORES CC-CC

González, Sergio A. \*, D'Amico, María Belén \*\*

\* Instituto LEICI UNLP-CONICET, 48 y 116 - La Plata (1900), [sag@ing.unlp.edu.ar](mailto:sag@ing.unlp.edu.ar)

\*\*Instituto IIIE A. Desages UNS-CONICET, San Andrés 800 - Bahía Blanca (8000), [mbdamico@uns.edu.ar](mailto:mbdamico@uns.edu.ar)

### INTRODUCCIÓN

Los convertidores electrónicos conmutados de corriente continua a continua (CC-CC) tienen una vasta variedad de aplicaciones en industria, iluminación, telefonía, transporte, navegación espacial, energías renovables, bioingeniería, etc [1]. La necesidad de controlar tensión o corriente en un CC-CC, frente a diferentes perturbaciones, requiere conocer el comportamiento dinámico del circuito. El paso inicial para esto es el modelado y simulación del convertidor. La tarea de modelado es fundamental para establecer qué parámetros definen el comportamiento dinámico, permitiendo además un adecuado diseño del controlador. Sin embargo, la proximidad del modelo al comportamiento físico real dependerá de las técnicas de modelado y del grado de complejidad deseado[2] y[3]. La respuesta en frecuencia sobre la variable a controlar, a partir de un estímulo adecuado, es una forma de conocer el comportamiento dinámico del CC-CC. En tal dirección, su medición sobre el convertidor permite, corregir o validar el modelo desarrollado[6] y[7].

Una técnica práctica y simple para la medición de una respuesta en frecuencia es mediante el uso de un generador sinusoidal y un osciloscopio[13]. Su medición es rápida, aunque con precisión y exactitud limitada por los instrumentos y por la calidad de la señal medida. El instrumental que ofrece una lectura directa, reduciendo el error de medición en la respuesta en frecuencia, es un analizador de señales[7],[9] y [10]. Existen diferentes técnicas aplicando este equipamiento para desarrollar una medida de la respuesta en frecuencia sobre un CC-CC, dependiendo de la relación entre salida y estímulo a determinar[11] y [13].

El objetivo del trabajo es mostrar el desarrollo llevado a cabo para medir la respuesta en frecuencia entre la tensión de salida y la señal de control sobre un CC-CC “doble elevador (*boost*) con inductores acoplados” (C2B). El C2B se adapta a la mayoría de las aplicaciones mencionadas por su alta ganancia de tensión y rendimiento, en el que los autores están trabajando [3], [4] y[5].

El trabajo se presentará del siguiente modo: Se comenzará introduciendo el modelo obtenido del C2B, donde se exhibe la influencia decisiva que tienen los parámetros, tales como: el factor de acoplamiento entre inductores o la carga, sobre la dinámica del C2B. Se continúa exponiendo las técnicas generales de medición y las adoptadas para el reconocimiento experimental de la respuesta en frecuencia. Seguidamente, se mostrarán los resultados sobre los ensayos realizados bajo las diferentes técnicas, contrastando la precisión de las medidas. Las mismas son comparadas con los resultados obtenidos a partir del modelado y simulación del C2B.

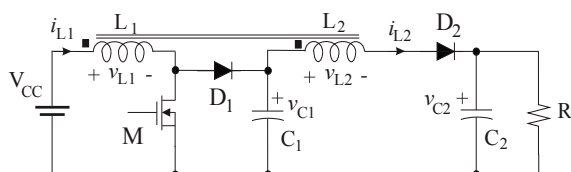


Fig. 1: Convertidor doble boost acoplado

### FASES DE OPERACIÓN DEL C2B.RELACIÓN F

El convertidor C2B se presenta en la Fig. 1. En su funcionamiento se concibe a los inductores acoplados como un único componente magnético de dos puertos; el puerto de entrada o bobinado  $L_1$ , y el puerto de salida o bobinado  $L_2$ [4]. La inductancia

mutua entre bobinados es  $M = k\sqrt{L_1 L_2}$  y  $k$  es el factor de acoplamiento. En estado estacionario los capacitores poseen ripples muy pequeños respecto de sus valores medios de tensión y guardan la siguiente relación:  $V_{C2} > V_{C1} > V_{CC}$ . Los componentes pasivos y los dispositivos semiconductores son considerados ideales. Durante un período de conmutación ( $T_S$ ) el C2B presenta cuatro fases de operación de acuerdo con el estado de conducción de los dispositivos M, D<sub>1</sub> y D<sub>2</sub>.

En la Fig. 2 se presenta las formas de onda de corrientes ( $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ ) y de tensiones ( $v_{L1}$  y  $v_{L2}$ ) en estado estacionario sobre cada bobinado a lo largo de  $T_S$ , en cada fase de operación. El inductor trabaja con una energía media distinta de cero estableciendo un *modo de conducción continua (MCC)*.

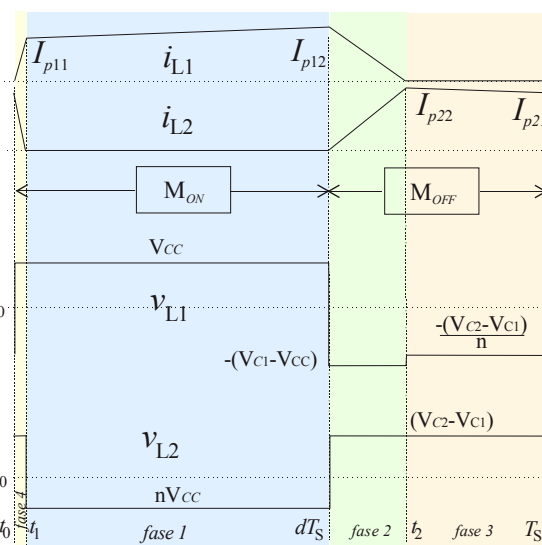


Fig. 2: Formas de onda y modos de operación

#### Fase 1 (intervalo $t_1 - dT_S$ )

Esta fase comienza con la extinción de la corriente  $i_{L2}$  ( $t = t_1$ ) y finaliza con el corte de M ( $t = d.T_S$ ). Durante este intervalo M está encendida ( $M_{ON}$ ) y el bobinado L<sub>1</sub> se conecta a  $V_{CC}$  aumentando la energía magnética en el inductor. D<sub>1</sub> queda en paralelo con C<sub>1</sub> bloqueándolo y la tensión inducida sobre L<sub>2</sub>, será:  $v_{L2} = n.V_{CC}$  (con  $n^2 = L_2/L_1$ ). De acuerdo con los puntos homólogos D<sub>2</sub> también permanece bloqueado.

#### Fase 2 (intervalo $dT_S - t_2$ )

En esta fase se produce la conmutación entre las corrientes de los bobinados L<sub>1</sub> y L<sub>2</sub>. Al cortar M se fuerza la conducción de D<sub>1</sub> por la presencia del inductor. La tensión sobre L<sub>1</sub> resulta enclavada por la diferencia  $V_{C1} - V_{CC}$  y la tensión sobre L<sub>2</sub> se enclava por la diferencia  $V_{C2} - V_{C1}$ . Tanto en  $v_{L1}$  como en  $v_{L2}$  se imponen tensiones externas, no conservando la relación 'n' entre ellas. La diferencia entre la tensión inducida sobre L<sub>2</sub> y la tensión impuesta ( $V_{C2} - V_{C1}$ ), es absorbida por la inductancia de dispersión. Cuando la corriente  $i_{L1}$  se anula, D<sub>1</sub> se corta y el proceso de conmutación de corrientes finaliza.

#### Fase 3 (intervalo $t_2 - T_S = d_2 T_S$ )

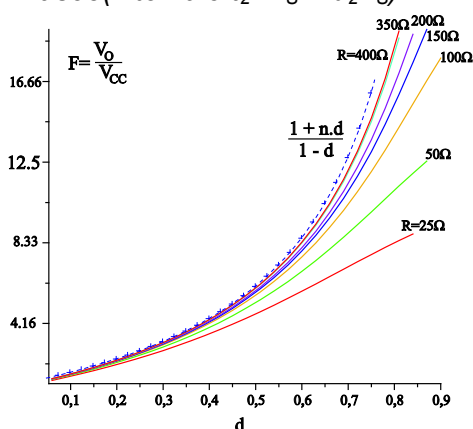


Fig. 3: Ganancia F del C2B en función del ciclo de trabajo con diferentes valores de R, con  $n \cong 4$

En esta fase solo el diodo D<sub>2</sub> conduce. La tensión sobre L<sub>2</sub> permanece igual a  $V_{C2} - V_{C1}$  mientras que sobre L<sub>1</sub> resulta;  $(V_{C2} - V_{C1})/n$ . El inductor a través de L<sub>2</sub>, descarga la energía acumulada durante la *fase 1*. Parte de esta energía repone la carga sobre el capacitor C<sub>2</sub>.

#### Fase 4 (intervalo $t_0 - t_1 = d_1 T_S$ )

Finalmente, esta fase comienza en el encendido de M. Debido al acoplamiento antes de comenzar a incrementar el flujo sobre el inductor (en  $t = t_0$ ), se produce un nuevo intervalo de conmutación entre  $i_{L2}$  e  $i_{L1}$ . Las tensiones sobre los inductores resultan:  $v_{L1} = V_{CC}$  y  $v_{L2} = V_{C2} - V_{C1}$ . Asumiendo que el módulo de  $(V_{C2} - V_{C1})$  es superior a  $n V_{CC}$ , el tiempo de la *fase 1* es un orden de magnitud inferior al tiempo de la *fase 2* [4].

#### 1.1 Ganancia de tensión o relación F

La ganancia de tensión de un convertidor CC-CC establece la relación entre la tensión de salida y  $V_{CC}$ . La relación de conversión F ( $= V_o/V_{CC}$ ) de estado estacionario, generalmente en

MCC es solo función del ciclo de trabajo de la llave ( $d$ ) [2]. Para el cálculo particular del C2B se procede igualando a cero el valor medio de las tensiones sobre ambos inductores.

De la Fig. 2 se desprende que el cálculo exacto requiere del conocimiento de los tiempos de conmutación de las corrientes (*fases 2 y 4*). Ambos tiempos dependen de la corriente de carga y por lo tanto  $F$ , será una función del ciclo de trabajo y de la corriente de carga a la salida del convertidor. Sin embargo, si se considera que el acoplamiento entre ambos inductores es próximo a la unidad, tanto el intervalo de la *fase 2* como de la *1* tienden a reducirse, así como también el valor de tensión  $v_{L2}$  durante la *fase 2* puede aproximarse, como:  $V_{C1} - V_{CC} \cong V_{C2} - V_{C1}/n$ . Por lo tanto, y siendo  $V_{C2}$  la tensión de salida del convertidor ( $V_O$ ), resulta la ganancia de tensión final [4]

$$F = \frac{V_O}{V_{CC}} \cong \frac{1+nd}{1-d} \quad (1)$$

La Fig. 3 muestra en línea punteada la ganancia de tensión expresada en (1). Así, esta expresión será considerada en lo que sigue, como relación de conversión ideal. Sin embargo, debido a la presencia de un acoplamiento real las *fases 2 y 4* son fuertemente dependientes de la corriente de salida del convertidor. La figura muestra como la ganancia se reduce conforme se reduce  $R$ . Para determinar exactamente como la relación de conversión es afectada por la corriente de carga, es necesario plantear y resolver un modelo preciso que contemple los efectos de conmutación de corriente entre ambos bobinados.

## MODELO DEL C2B

El planteo de un modelo requiere de la precisión con que cada variable eléctrica del convertidor evoluciona en cada fase de funcionamiento. Las variables corresponden a cada uno de los estados definidos por los elementos pasivos del convertidor, a saber; corrientes de los bobinados y tensiones sobre los capacitores (Fig. 1). La técnica empleada para integrar cada una de las fases en un único modelo que represente el comportamiento en estado estacionario y dinámico del convertidor es mediante el promediado de las variables de estado en un intervalo de conmutación, asumiendo que la variación del valor medio de una variable es extremadamente lenta respecto de  $T_S$ . Bajo esta hipótesis, y denotando cada variable promedio mediante el símbolo  $\bar{x}$ , el proceso matemático arrojó el siguiente resultado [3] y [5]:

$$\begin{aligned} \bar{v}_{L1} &= L_1 \frac{d\bar{i}_{L1}}{dt} = g\bar{v}_{CC} - g_1\bar{v}_{C1} + g_2\bar{v}_{C2}, & \bar{v}_{L2} &= L_2 \frac{d\bar{i}_{L2}}{dt} = -h\bar{v}_{CC} + h_1\bar{v}_{C1} - h_2\bar{v}_{C2} \\ \bar{i}_{C1} &= C_1 \frac{d\bar{v}_{C1}}{dt} = f_1\bar{v}_{CC} + f_2\bar{i}_{L1} - \bar{i}_{L2}, & \bar{i}_{C2} &= C_2 \frac{d\bar{v}_{C2}}{dt} = \bar{i}_{L2} - \frac{\bar{v}_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (2)$$

Considerando que en la práctica el tiempo de la *fase 4* es un par de órdenes inferior al de la *fase 2* los factores que acompañan cada variable en (2) resultan aproximadamente de la siguiente forma,

$$\begin{aligned} g &\cong \alpha L_1 L_2 d_2 + d, & g_1 &\cong \alpha L_1 (M + L_2) d_2, & g_2 &\cong \alpha L_1 M d_2, & h &\cong \alpha L_2 M d_2, \\ h_1 &\cong \alpha L_2 (M + L_1) d_2 + 1 - d - d_2, & h_2 &\cong \alpha L_2 L_1 d_2 + 1 - d - d_2, & f_1 &\cong \frac{d_2 d^2 T_S}{2L_1 (2d + d_2)}, & f_2 &\cong \frac{d_2}{(2d + d_2)} \end{aligned}$$

$d_2 T_S$  es el tiempo durante la *fase 2* que depende de la carga, aumentando la a linealidad del modelo.

### Modelo en pequeña señal. Función de transferencia

La necesidad de regular la tensión de salida mediante la acción de control " $d$ ", requiere conocer el comportamiento dinámico del C2B. Para tal propósito se linealiza el modelo dado en (2) tomando cada variable como la suma de un término de estado estacionario más una variación alrededor del mismo, de la forma,  $\bar{x} = X + \hat{x}$ . Considerando que los términos de segundo orden son despreciables y tomando las variaciones de  $\hat{x}_2 \cong 0$ ,



respuesta en frecuencia depende solo de la dinámica del convertidor y no de la amplitud del estímulo. Por tal motivo, esta técnica de medición está en desventajas porque para una amplitud de estímulo del orden de las décimas de volt, en alta frecuencia la atenuación sobre la salida es de 80db (o más). Este amplio rango dificulta la lectura directa sobre la pantalla de un osciloscopio al quedar superpuesta con el ripple natural de conmutación. Otra desventaja es la representación de la respuesta en frecuencia mediante un diagrama de Bode, tanto en amplitud como en fase, obtenida mediante la interpolación de un conjunto de puntos. La exactitud de la medición se ve afectada por el número de puntos logrados y la interpolación realizada en la gráfica.

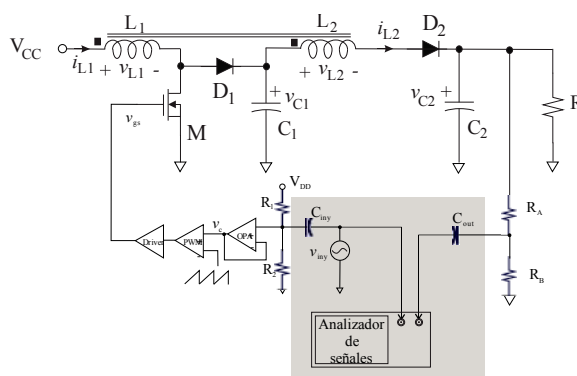


Fig. 6: Medición de la respuesta en frecuencia del C2B

### Generador con barrido de frecuencia y analizador espectral u osciloscopio

Esta técnica utiliza un analizador espectral o herramientas disponibles en osciloscopios digitales como la Transformación Rápida de Fourier (FFT). Aplicando un barrido en frecuencia en una señal sinusoidal de amplitud constante, la medición sobre la salida se realiza a través del contenido espectral de la señal temporal. Mediante esta herramienta se dispone de información cualitativa del módulo de la respuesta en frecuencia.

### Generador de ruido y analizador espectral

Esta técnica no difiere de la anterior. Dado que la densidad espectral de ruido (lo más blanco posible) es plano, la densidad espectral observada sobre la salida medida corresponde a la respuesta en frecuencia del sistema. Es muy empleada para caracterizar la respuesta en frecuencia de filtros.

### Con analizador de señales

Un analizador de señales dispone de una gran capacidad de cálculo para determinar la composición espectral en frecuencia de las señales y relacionarlas de múltiples formas, de modo tal de funcionar como analizadores de redes o de espectro[11]. Mediante este equipamiento la medición se realiza de modo simple y directo.

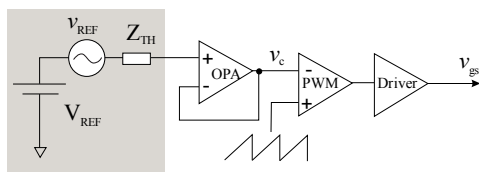


Fig. 7: inyección de señal mediante capacitor de desacople

### Medición de la función de transferencia.

El conocimiento de la función de transferencia a lazo abierto entre la tensión de salida y la acción de comando de una fuente conmutada es esencial para el diseño del control. La Fig. 6 muestra la disposición empleada para la medición de la respuesta en frecuencia del C2B. La aplicación del generador de estímulo ( $v_{iny}$ ) puede ser externo al analizador o incorporado en el. Tal como se indicó

en la Fig. 5 es necesario aplicar el estímulo en serie con la señal de referencia. En el caso particular de la implementación del C2B la señal  $v_{iny}$  es aplicada mediante un capacitor de desacople  $C_{iny}$ , sin la necesidad de intervención sobre el diseño del circuito impreso. Esto resulta equivalente a la inyección serie, como se observa en la Fig. 7. Aplicando superposición, el circuito equivalente Thevenin resulta:

$$V_{REF} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{DD}, \quad v_{REF} = \frac{j\omega\tau_{iny}}{(j\omega\tau_{iny} + 1)} v_{iny} \text{ con } \tau_{iny} = R_{12} \cdot C_{iny}, \quad R_{12} = (R_1 // R_2)$$

$$y Z_{TH} = \frac{R_{12}}{[1 + (\omega\tau_{iny})^2]} - j \frac{\omega\tau_{iny}}{[1 + (\omega\tau_{iny})^2]}$$



Si se eligen adecuadamente los valores para que la constante de tiempo  $\tau_{iny}$  sea suficientemente grande y no afecte en el rango de frecuencia de interés en la medición, resulta que  $v_{REF} \cong v_{iny}$ .

La tensión que ingresa el canal del instrumento es la fracción tensión de salida ( $\beta v_o$ ) desacoplada a través de un capacitor:  $v_{in-channel} = \frac{j\omega C_{out} Z_{in}}{(j\omega\tau_{out} + 1)} \beta v_o$  con  $\tau_{out} = C_{out} \cdot (Z_{in} + R_a/R_b) \cdot Z_{in}$  es

la impedancia de entrada del instrumento de  $1M\Omega$  en paralelo con una capacidad máxima de 100pF (se considera su impedancia despreciable respecto en el rango de frecuencias de medición) y  $R_a/R_b$  es dos órdenes de magnitud inferior, por lo tanto,  $\tau_{out} \cong C_{out} \cdot Z_{in}$  resulta alto en el rango de frecuencias de interés y  $v_{in-channel} \cong \beta v_o$ . Ambas capacidades de desacople afectan en el rango de muy bajas frecuencias, lejos de la frecuencia de interés para la medición de la respuesta en frecuencia del convertidor.

## DISEÑO Y ENSAYOS

En esta sección desarrollaremos diferentes ensayos de medición realizados empleando el analizador de señales DSA 35670A [13]. Este equipamiento posee un rango de frecuencias de 0 hasta 52.2kHz con una resolución de hasta 1600 líneas. De acuerdo con el rango de amplitudes el equipamiento procede a calcular la respuesta en frecuencia mediante

un análisis FFT o mediante el modo *swept-sine*, si el rango de amplitudes excede los 80dB. En este último, consiste en medir la amplitud y fase de una señal sinusoidal propia con pasos discretos de frecuencia. Mientras que el análisis de FFT el equipamiento procesa la respuesta en frecuencia a partir de la transformada rápida de Fourier[11]. Los ensayos de medición sobre el C2B se realizan con los datos de diseño de la Tabla 1.

**Tabla 1: Datos de prototipo ensayado**

$V_{CC}$ : Tensión de alimentación	30V
D: Ciclo de trabajo	50%
$L_1/L_2$	50.5μh/ 808μh
$C_1/C_2$	13μF/330μF
R de carga	743Ω
$f_s (=1/T_s)$	100Khz

### Ensayo N°1

El objetivo en este ensayo es contrastar el modelo de pequeña señal obtenido del C2B con la respuesta en frecuencia real. La Fig. 8 muestra los resultados obtenidos en modulo y fase de la respuesta sobre la tensión de salida respecto de la señal de control del C2B. En la Fig. 8 a) se presenta la simulación en SPICE haciendo un análisis AC sobre el circuito de la Fig. 4. En la Fig. 8 b) se muestran las respuestas en frecuencia medida a través del analizador de señales empleando el conexionado de la Fig. 6. A su vez, se comparan los resultados para dos valores de capacidades de salida  $C_2$ , 330μF (trazos rojos) y 24μF (trazos azules). En ambos casos se observan comportamientos próximos entre el modelo y lo medido, que se prosigue a analizar.

Para  $C_2 = 330\mu F$  se observa una respuesta dominante entre los 10Hz y 100Hz que el modelo manifiesta con claridad. Luego, la caída de aproximadamente -20db/dec da indicio de un polo doble amortiguado que se refleja también con el cambio de fase observado. A continuación, se aprecia que en las cercanías de los 10kHz la respuesta del modelo se aparta respecto de la medición. El modelo muestra la aparición de un cero cercano al kHz y luego la aparición de un polo doble pegado a un cero doble de no mínima fase, ambos con baja amortiguación. Sobre la respuesta medida se pueden detectar estas singularidades, aunque los amortiguamientos son muy superiores. La dependencia de esta respuesta con los parámetros del convertidor, fueron analizadas en[5]. Claramente el resultado experimental no parece ser muy bien identificado a través del modelo. Hay varias razones por la cual no se logró un mejor ajuste. En primer lugar, el modelo no contempla las variaciones de  $\beta$ . Su introducción contribuye en una mejora sustancial del modelo como se mostró en[5]. Por otro lado, hay elementos parásitos imposible de modelar, sobre todo en los componentes semiconductores y el factor de acoplamiento entre ambos bobinados. Otro componente crítico es el capacitor electrolítico  $C_2$ . Su resistencia serie equivalente está en el orden de las decenas de ohm. Esta resistencia equivalente no solo introduce un cero de

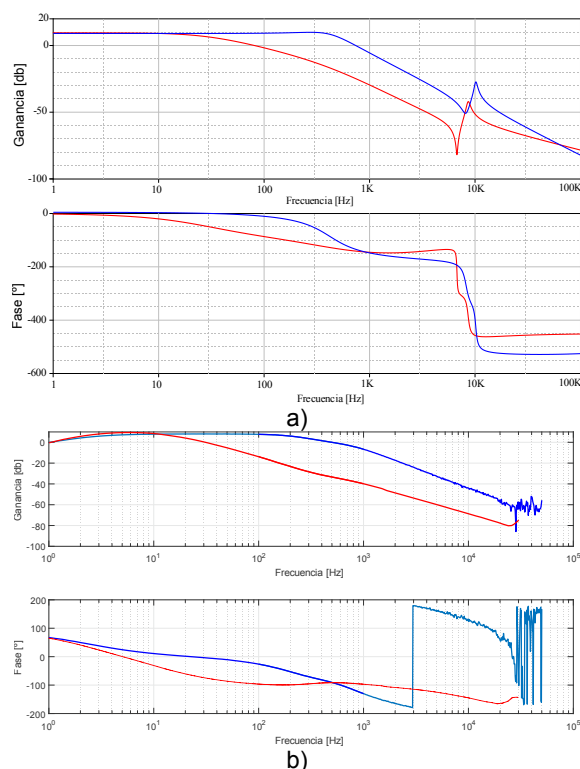


Fig. 8: Respuestas en frecuencia, a) modelo de pequeña señal ( $k=0.986$ ,  $r_{L1}=0.13\Omega$ ,  $r_{L2}=2.4\Omega$ ,  $r_{C1}=0.02\Omega$  y  $r_{C2}=0.1\Omega@330\mu F/0.01\Omega@24\mu F$ ), b) medición con DSA

modo FFT, mientras que si es superado o si el rango de frecuencias es extenso se recomienda usar el modo *swept-sine*[10]. Para la medición en modo FFT el DSA dispone de una fuente propia del tipo *chirp* como se indica en la Fig. 9b). La frecuencia crece monótonamente y al final del período salta a su valor original. Esta forma se repite periódicamente. La tasa de crecimiento de la frecuencia la impone el instrumento de acuerdo con el rango de frecuencia especificado en la medición. Sin embargo, para este modo se empleó como señal de estímulo un barrido lineal en frecuencias ascendente (*sweep time*) y descendente (*return time*) en forma periódica como se muestra en la Fig. 9a), utilizando un generador externo (AFG2021). En el modo *swept-sine* el DSA configura el equipo para contrastar dos señales sinusoidales, la propia y la medida en el otro canal, cambiando la frecuencia de modo discreto.

Aplicando la conexión de la Fig. 6 (con los valores de diseño de la Tabla 1) se realizan los ensayos para ambos modos de medición. En la Fig. 10 se aprecia el resultado, superponiendo; el modo FFT con barrido externo (aplicando dos niveles de amplitud, 25mVpp y 40mVpp), y el modo *swept-time*. Los diferentes valores de amplitud en la señal de estímulo para el modo FFT, tienen como objeto observar si la diferencia de amplitudes afecta a la respuesta medida. Como se observa entre 1 y 10kHz ambas arrojan el mismo resultado. Solo se muestran diferencias a muy baja frecuencias atribuibles al error de cálculo en la FFT. Comparando ambos modos de medición se ve que a frecuencias del polo dominante ambas respuestas se acercan entre sí en amplitud y fase. Con una clara diferencia (de aprox. 5db) en la amplitud. Para frecuencias más altas los ensayos se aparean en amplitud, pero no tanto en fase. Debe señalarse que en este rango de

baja frecuencia sobre la función de transferencia, sino que además su caída de tensión altera y aumenta significativamente la amplitud de la tensión de ripple sobre la salida. La precisión de la medición se ve afectada en el rango de frecuencias altas, donde se presentan gran atenuación en la función de transferencia.

Para el caso  $C_2 = 24\mu F$  se empleó un capacitor de polipropileno con extremadamente baja resistencia serie equivalente. Ambas, modelo y medición, muestran un corrimiento significativo del polo doble dominante, aunque la medición sigue manifestando mayor amortiguamiento. Por otro lado, las singularidades de mayor frecuencia conservan sus posiciones y sus características. El modelo y la medición se aproximan mucho mejor que en el caso anterior. Este ensayo fue considerado para el ajuste del modelo[5].

### Ensayo N°2.

El objetivo es contrastar los dos modos de medición de la respuesta en frecuencia disponible con el equipamiento DSA 35670A. Como se indicó, para rangos de amplitudes inferior a los 80 db se recomienda usar el

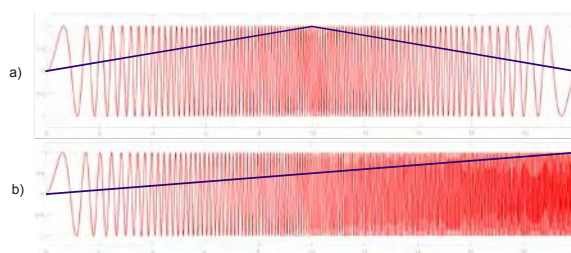


Fig. 9: a) sweep-sine, b) chirp-sine

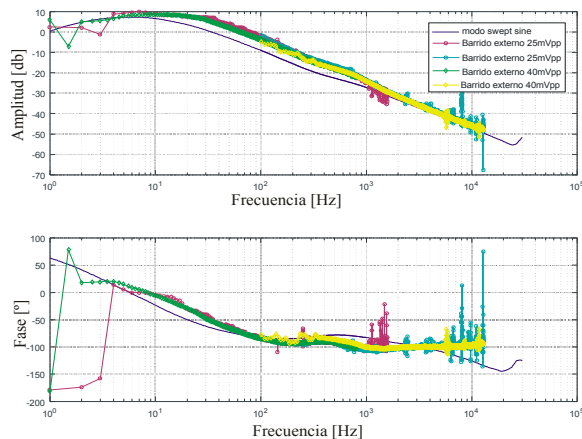


Fig. 10: Comparación entre análisis FFT y Swept-sine

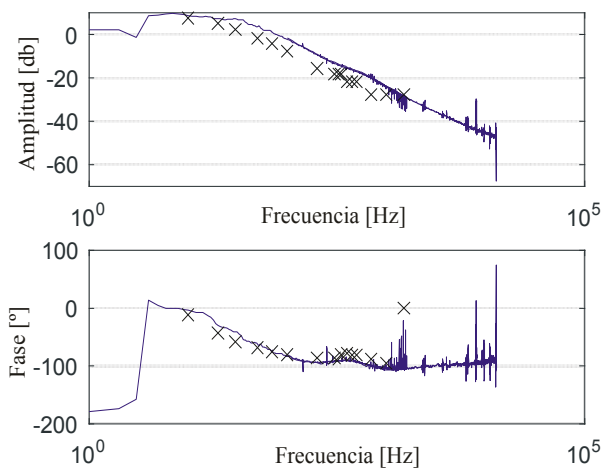


Fig. 11: Comparación entre análisis FFT y medición discreta

frecuencias la atenuación de la amplitud es muy significativa y que el error introducido por la superposición con el ripple de tensión es difícil de mensurar.

### Ensayo N°3.

A modo cualitativo en este ensayo se comparan las mediciones realizadas a frecuencias discretas, aplicando un generador sinusoidal y observando en el tiempo la amplitud y la fase relativa entre la señal inyectada y la salida. La Fig. 11 muestra con cruces los puntos discretos de medición de la amplitud y fase comparados con la respuesta en frecuencia medida a través del modo FFT. El resultado permite caracterizar la frecuencia dominante de la respuesta del C2B. El modelo presume ceros y polos en frecuencias altas[5] que con esta técnica son imposibles de detectar.

## CONCLUSIONES

Se presento la técnica de medición empleada para validar el modelo de pequeña señal desarrollado sobre el convertidor C2B. Se presentó el modelo desarrollado para caracterizar analíticamente la respuesta en frecuencia y conocer su comportamiento dinámico. La medición de la respuesta en frecuencia entre la tensión de salida y la señal de control de la llave permitió determinar como realmente se está comportando el diseño real. La técnica de medición adecuada es usar un analizador de señales, a través del modo FFT o modo *swept-sine*. En el caso presentado el modo *swept-sine* resulto más ajustado a la respuesta indicada por el modelo, concluyendo su contrastación con mayor precisión que en el modo FFT. Sin embargo, para futuros usos debería chequearse con ambos modos de medición y compararlos entre sí para una auto-convalidación. La repetitividad de éstas, es de mucha importancia para asegurar un resultado confiable.

## REFERENCIAS

- [1] M. Forouzesh, Y.P. Siwakoti, S.A. Gorji, F. Blaabjerg and B. Lehman, "Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications", IEEE Tran. on Pow. Elect., vol. 32, no. 12, Dec. 2017, pp 9143-9178.
- [2] Erickson, R. W; D. Maksimović, "Fundamentals of Power Electronics". Second Edition. Secaucus, NJ, USA: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [3] S.A. González y María Belén D'Amico, "Circuito Promediado Equivalente del Convertidor C2B", 25º Congreso Argentino de Control Automático 1 al 3 de noviembre de 2016.
- [4] S.A. González, P. Puleston, E. Fossas-Colet, "Convertidor cc-cc doble boost acoplado", Congreso Argentino de Control Automático, Buenos Aires (Argentina), 2012.
- [5] M.B. D'Amico y S.A. González, "An small-signal averaged model of a coupled-inductor



- boost converter”, 8th IEEE Latin American Symposium on Circuits & Systems, LASCAS-2017, (ISBN 978-1-5090-5858-7),205-208.
- [6] R.D. Middlebrook, “Measurement of loop gain in feedback systems”, Int. J. Electr., 1975, vol38,no4,485-512.
- [7] R. Ridley “Frequency Response Measurements for Switching Power Supplies”, Ridley Engineering, Inc., <https://www.researchgate.net/publication/267855326>.
- [8] B. Swaminathan and V. Ramanarayanan, “Application of network analyzer in measuring the performance functions of power supply”, J. Indian Inst. Sci., July–Aug. 2006, 86, 315–325.
- [9] Y. Panov and M.M. Jovanović, “Small-Signal Measurement Techniques in Switching Power Supplies”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04, DOI: 10.1109.
- [10] M. Borrello, “Measurements for the Design of Control Systems Dynamic Signal Analyzers: The Forgotten Tool of Control Systems Engineering”, 2015 American Control Conference, July 1–3, Chicago.
- [11] AN-The Fundamentals of Signal Analysis, Keysight Technologies, Published in USA, July 31, 2014, [www.keysight.com](http://www.keysight.com).
- [12] S. Synkule, L. Heinzle and F. Hämmerle, “DC/DC Converter Stability Measurement” Bode 100 AN, 2013 by OMICRON Lab, [www.omicron-lab.com](http://www.omicron-lab.com).
- [13] Data Sheet 35670A Dynamic Signal Analyzer Keysight Technologies, 2017.
- [14] AN-1889 “How to Measure the Loop Transfer Function of Power Supplies”, Texas Instruments Inc. 2013.
- [15] M. Bhardwaj, S. Choudhury, R. Poley, and B. Akin, “Online Frequency Response Analysis: A Powerful Plug-in Tool for Compensation Design and Health Assessment of Digitally Controlled Power Converters”, IEEE Tran. on Ind. App., vol. 52, no. 3, may/june 2016, pp 2426- 2435.